

REMARKS

Applicant submits the following discussion of the Examiner's citation of United States patent Serial No. 7,190,463 of Spahlinger entitled "Method For Preventing Bias-Errors as a Result of Synchronous Interference in Fiber-Optic Gyroscopes" in the pending office action. As no amendments to the claims or arguments against the merits of the cited reference are included, this request is proper for entry in response to the pending final office action.

In the first office action issued in this application, the Examiner rejected Claims 1 through 3 as allegedly anticipated by the United States patent of Chang. In response, the Applicants amended apparatus Claim 2 and submitted supporting arguments. The Examiner has acknowledged agreement with the Applicants' position as stated in this response by withdrawing the prior rejection. (Paragraph 6 of the current office action.)

While withdrawing the prior rejections, the Examiner has raised new grounds for rejection in the current office action based primarily on the Spahlinger reference. Method Claim 1 is rejected as allegedly obvious in light of Spahlinger while apparatus Claims 2 and 3 are rejected as allegedly rendered obvious by Spahlinger in view of the United States patent of

Spahlinger issued as a United States patent on March 13, 2007. The United States patent was prosecuted as the U.S. National Phase of International patent application PCT/EP02/06860 which was filed in the European Patent Office as Receiving Office on June 20, 2002. That International application was published as WO 03/001153 on January 3, 2003. A copy of the International publication, which is in the German language, is enclosed.

The pending application was filed on March 29, 2005 as the United States National Phase of International patent application PCT/EP03/010328 filed in the European Patent Office as receiving office on September 17, 2003 and claiming Convention priority from German patent application 102 45 540.6 filed September 30, 2002.

The Spahlinger patent upon which the Examiner relies for the new rejections of the present office action has been improperly cited and relied upon as it does not constitute prior art relative to the invention of the current application. While the Convention priority date of the pending application (September 30, 2002) is subsequent to the International filing date of Spahlinger (June 20, 2002), Spahlinger cannot rely upon

its International filing to establish prior art status.

As Spahlinger only issued as a United States during the pendency of the present application, it can only be categorized if falling within the bounds of 35 U.S.C. 102(e). This states,

"A person shall be entitled to a patent unless the invention was described in (1) an application for patent, published under section 122(b), by another filed in the United States before the invention by the applicant for patent, except that an international application filed under the treaty defined in section 351(a) shall have the effect under this subsection of a national published under section 122(b) only if the international application designating the United States was published under Article 21(2)(a) of such treaty in the English language; or (2) a patent granted on an application for patent by another filed in the United States before the invention by the applicant for patent, except that a patent shall not be deemed filed in the United States for the purposes of this subsection based on the filing of an international application filed under the treaty defined in Section 351(a)."

The Applicants of the pending application are entitled to rely upon at least the Convention priority date of September 30, 2002 as date of invention. Since this precedes the U.S. filing date of Spahlinger (June 25, 2004) and the International filing date of Spahlinger does not apply, the Spahlinger patent is clearly not prior art relative to the pending application under 35 U.S.C. 102(e)(2).

With regard to the applicability of 35 U.S.C. 102(e)(1), Spahlinger again fails to qualify as prior art relative to the pending application. While the international filing date of Spahlinger (June 20, 2002) precedes the Convention priority date of the pending application (September 30, 2002), reliance cannot be made upon Spahlinger's international filing date for prior art purposes as WO 001153, as can be seen by reference to the enclosed, is in German, and not in the English language. Accordingly, Spahlinger, which was pending at the time of filing of the pending application, can be accorded a date of relevance with respect to 35 U.S.C. 102(1) only as early as the date the U.S. filing was made (June 25, 2004).

For the foregoing reasons, Applicants request withdrawal of the Spahlinger patent and the pending claim rejections. As Spahlinger does not constitute prior art relative to the pending application and the Examiner found the Applicants' arguments persuasive with respect the prior office action, all presently-pending claims of the application define patentable inventions. Prompt restatement of the allowability of all pending claims in view of the prior art and issuance of all such claims are therefore earnestly solicited.

Respectfully submitted,

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'E. Kramsky', written in a cursive style.

Elliott N. Kramsky  
Registration 27,812  
Attorney for Applicants

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES  
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
3. Januar 2003 (03.01.2003)

PCT

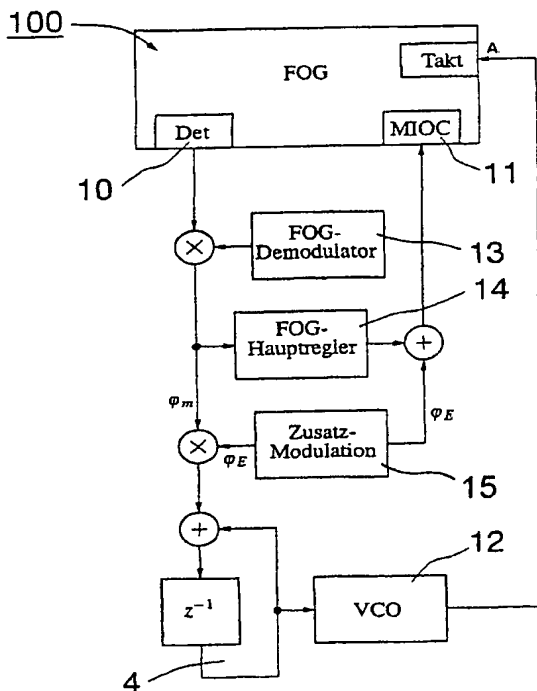
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 03/001153 A1**

- (51) Internationale Patentklassifikation<sup>7</sup>: **G01C 19/72** (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): **LITEF GMBH** [DE/DE]; Lörracher Strasse 18, 79115 Freiburg (DE).
- (21) Internationales Aktenzeichen: **PCT/EP02/06860** (72) Erfinder; und (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **SPÄHLINGER, Gün-ter** [DE/DE]; Hagbergstrasse 7, 70188 Stuttgart (DE).
- (22) Internationales Anmeldedatum: 20. Juni 2002 (20.06.2002) (74) Anwalt: **MÜLLER, Frithjof, E.**; Müller . Hoffmann & Partner, Innere Wiener Strasse 17, 81667 München (DE).
- (25) Einreichungssprache: **Deutsch** (81) Bestimmungsstaat (national): **US.**
- (26) Veröffentlichungssprache: **Deutsch** (84) Bestimmungsstaaten (regional): europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).
- (30) Angaben zur Priorität: 101 30 159.6 22. Juni 2001 (22.06.2001) **DE**

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: METHOD FOR PREVENTING BIAS-ERRORS AS A RESULT OF SYNCHRONOUS INTERFERENCE IN FIBRE-OPTIC GYROSCOPES

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUR VERMEIDUNG VON BIAS-FEHLERN AUFGRUND SYNCHRONER EINSTREUUNG BEI FASEROPTISCHEN GYROSKOPEN



A...CYCLE  
13...FOG DEMODULATOR  
14...FOG PRINCIPAL CONTROLLER  
15...SECONDARY MODULATION

(57) Abstract: The invention relates to a method for preventing bias errors as a result of synchronous interference in fibre-optic gyroscopes (FOGs). According to said method, an additional signal  $\psi_E$ , occurring periodically in the sampling cycle and e.g. corresponding to a synchronous parasitic signal interference is added in the form of a secondary modulation of the modulation signal for a phase modulator in an MIOC. The demodulated detector signal of the FOG is then preferably correlated with the secondary modulation, i.e. multiplied by the secondary modulation and totalled. The totalled signal that is dependent on the error adjustment controls a VCO (12), which trims the operating frequency of the FOGs until the correlation is zero. The method can be used for both phase ramp modulation and for FOGs, which operate according to a random phase modulation method.

(57) Zusammenfassung: Das erfindungsgemässe Verfahren zur Vermeidung von Bias-Fehlern aufgrund synchroner Einstreuung bei faseroptischen Gyroskopen (FOGs) sieht vor, ein im Abtasttakt periodisches Zusatzsignal  $\psi_E$ , das z.B. einer synchronen Störsignaleinstreuung entspricht, in Form einer Zusatzmodulation zum Modulationssignal für einen Phasenmodulator innerhalb eines MIOCs zu addieren. Vorzugsweise wird das demodulierte Detektorsignal des FOGs dann mit der Zusatzmodulation korreliert, d.h. mit der Zusatzmodulation multipliziert und aufsummiert. Das aufsummierte, von der Fehlerabstimmung abhängige Signal steuert einen VCO (12), der die Arbeitsfrequenz des FOGs solange nachstimmt, bis die Korrelation zu Null wird. Das Verfahren lässt sich sowohl auf Phasenrampen-Modulation als auch auf FOGs anwenden, die nach einem Random-Phasenmodulationsverfahren arbeiten.

WO 03/001153 A1



**Veröffentlicht:**

— mit internationalem Recherchenbericht

*Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.*

1                   **Verfahren zur Vermeidung von Bias-Fehlern aufgrund**  
                  **synchroner Einstreuung bei faseroptischen Gyroskopen**

5           Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Vermeidung von Bias-Fehlern aufgrund synchroner Einstreuung bei faseroptischen Gyroskopen (FOGs), im Folgenden und in Anlehnung an die früheren mechanischen Kreisel auch als faseroptische Kreisel bezeichnet.

10           Faseroptische Kreisel sind gegenüber elektrischen Einkopplungen in den optischen Phasenmodulator empfindlich, sofern der Kreisel nicht exakt mit einer Arbeitsfrequenz betrieben wird, die dem Reziprokwert der Laufzeit des Lichts durch die Faserspule (Messspule) entspricht, wobei die Einkopplung eine periodische Funktion ist, deren Periode gleich dem Reziprokwert der Arbeitsfrequenz ist. Solche Störsignale - auch als synchrone Einstreuungen  
15           bezeichnet - treten aufgrund der Beschaffenheit der elektronischen Regel- und Modulationseinrichtungen im elektronischen Teil des Messsystems in der Regel in großer Zahl auf. Eine systemtheoretische Analyse dieses Effekts ist weiter unten ausführlich beschrieben. Eine Abhilfemaßnahme gegen die hierbei auftretenden Bias- oder Nullpunktfehler besteht darin, die Arbeits-  
20           frequenz auf den genannten Idealwert, d. h. den Reziprokwert der Lichtdurchlaufzeit durch die Faserspule, abzustimmen. Da diese Idealfrequenz kein konstanter Wert ist, sondern z. B. von der Temperatur abhängt, sollte die Arbeitsfrequenz durch einen Regler ständig dem Idealwert nachgeführt werden.

25           Die oben angeführten Zusammenhänge sind seit längerem bekannt, und z. B. in US 4 759 629 beschrieben. Dort ist auch eine Abhilfemaßnahme durch eine VCO-Regelung angegeben. Diese bekannte Maßnahme hat jedoch zwei deutliche Nachteile:

30           1. Das bekannte Frequenz-Nachführverfahren lässt sich nicht auf Gyroskope anwenden, die nach einem stochastischen oder Random-Phase-Modulationsverfahren arbeiten, wie es z. B. in EP 0 441 998 B1 bzw. in EP 0 551 537 B1 beschrieben ist.

35           2. Damit die Frequenzregelung im gewünschten Sinn arbeiten kann, muss dem Regler eine Information über die momentane Abweichung der Ar-



- 2 -

1        beitsfrequenz vom Idealwert zur Verfügung gestellt werden. Nach der Lehre des genannten US-Patents wird der Betrag dieser Abweichung durch die Fläche von Impulsen repräsentiert. Das Vorzeichen der Abweichung wird dabei durch die zeitliche Lage eines jeweiligen Impulses gegenüber  
5        einem Referenzzeitpunkt bestimmt, wobei im Falle eines positiven Vorzeichens das Ende des Impulses mit dem Referenzzeitpunkt übereinstimmt und bei negativem Vorzeichen mit seinem Anfang. Bei sehr geringen Frequenzabweichungen (im ppm-Bereich) sind diese Impulse nur wenige ps (pico-Sekunden) lang. Da sich nun das Vorzeichen durch die Ausrichtung  
10        dieser schmalen Impulse am Referenzzeitpunkt ergibt, müsste eine Detektorschaltung die zeitliche Impulslage auf wenige ps genau ermitteln können. Das jedoch ist technisch nicht möglich, so dass das angegebene Verfahren im Bereich geringer Frequenzabweichungen, in dem das System ja vorzugsweise arbeiten sollte, ein falsches Vorzeichen liefern kann und daher im Bereich des Nullpunkts nur mit relativ großen Fehlern arbeitet.  
15        Wichtiger noch ist, dass dabei zur Frequenzregelung kein linear arbeitendes Korrelationsverfahren angewendet werden kann, mit dem sich das zur Regelung verwendete Signal auch aus einem verrauschten Signal des Fotodetektors herausfiltern ließe.

20

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein besseres Verfahren und eine dafür geeignete Schaltungsanordnung zur Vermeidung von Bias-Fehlern bei faseroptischen Gyroskopen anzugeben, die ihre Ursache in den genannten synchronen Störsignaleinstreuungen haben.

25

Das erfindungsgemäße Verfahren zur Vermeidung von Bias-Fehlern aufgrund synchroner Einstreuung bei faseroptischen Gyroskopen (FOGs) mit geschlossener Regelschleife ist erfindungsgemäß dadurch gekennzeichnet, dass dem demodulierten Ausgangssignal des FOG-Detektors eine zum Reziprokwert der Arbeitsfrequenz des Gyroskops periodische Zusatzmodulation aufgeprägt wird, im demodulierten Detektorsignal die vorhandenen Reste der Zusatzmodulation detektiert und mit dem detektierten Signal der restlichen Zusatzmodulation ein Hilfsregelkreis angesteuert wird, der die Arbeitsfrequenz so nachregelt, dass die Zusatzmodulation innerhalb technisch vorgegebener oder vorgegebener Grenzen zu Null wird. Vorzugsweise wird das demodulierte Detektorsignal mit dem Signal der Zusatzmodulation korreliert und mit dem korrelierten Signal wird der Hilfsregelkreis angesteuert, um die Ar-

30  
35

- 3 -

1 beitsfrequenz so nachzuregeln, dass die Korrelation innerhalb technisch möglicher Grenzen zu Null wird.

Prinzipiell kommen im Rahmen des Erfindungsgedankens alle Detektions-  
5 Verfahren in Frage, die sich zum Nachweis von "Resten" der Zusatzmodulation eignen, so z. B. das Suchen bestimmter Merkmale der Zusatzmodulation, wie das Aufsuchen einer "Sprungstelle" mit Abtasten davor und danach und Bilden der Differenz beider Abtastwerte.

10 Das Verfahren nach der Erfindung unterscheidet sich damit grundsätzlich von dem aus DE 197 48 909 C1 bekannten Dekorrelationsverfahren, durch das Einstreuungen in den Detektorpfad des FOGs minimiert werden.

Die Erfindung und die zu deren Verständnis hilfreiche systemtheoretische  
15 Analyse wird nachfolgend anhand eines Ausführungsbeispiels unter Bezug auf die Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

**Fig. 1** ein schematisiertes Blockschaltbild der Architektur eines FOGs mit Detaildarstellung der erfindungsgemäßen Arbeitsfrequenzregelung;  
20

**Fig. 2** ein prinzipielles Schaltungsmodell zur Erläuterung, was unter "synchroner Einstreuung" zu verstehen ist;

25 **Fig. 3** eine erste Modifikation der Modelldarstellung der Fig. 2 für die synchrone Einstreuung;

**Fig. 4** eine zweite Modifikation des Modells für eine synchrone Einstreuung;  
30

**Fig. 5** eine dritte Modifikation des Modells für eine synchrone Einstreuung;

**Fig. 6** eine aus der dritten Modifikation entwickelte vierte Modifikation eines Modells für eine synchrone Einstreuung;  
35

**Fig. 7** ein zeitkontinuierliches Modell der Zustandsvariablendarstellung;

1                   lung eines Austaster-Filters;

**Fig. 8**           ein Beispiel für einen treppenförmigen Verlauf einer Funkti-  
                  on  $\tilde{u}(t)$  und deren Abtastwerte  $u(n)$

5

**Fig. 9**           ein zeitdiskretes Ersatzmodell für das allgemeine zeitkonti-  
                  nuierliche Modell der Fig. 7 bei einer Betriebsart unter Be-  
                  rücksichtigung der treppenförmigen Funktion der Fig. 8;

10   **Fig. 10**

                  ein aus dem Modell der Fig. 7 entwickeltes kontinuierliches  
                  Modell bei Annahme eines differenzierenden Eingangs;

**Fig. 11**

                  eine erste Modifikation des kontinuierlichen Modells mit  
                  differenzierendem Eingang nach Fig. 10;

15

**Fig. 12**

                  eine zweite Modifikation des kontinuierlichen Modells nach  
                  Fig. 10 mit differenzierendem Eingang;

**Fig. 13**

20

                  eine diskrete Nachbildung (Ersatzbild) des Modells gemäß  
                  zweiter Modifikation nach Fig. 12 bei differenzierendem Ein-  
                  gang;

**Fig. 14**

25

                  ein komplettes Modell zusammengefügt aus den Darstellun-  
                  gen der Fig. 6 und 13 mit Berücksichtigung, dass die Ein-  
                  gangs- und Ausgangssignale des Austaster-Filters Skalare  
                  sind;

**Fig. 15**

                  das Prinzipschaltbild eines Tiefpassfilters;

30   **Fig. 16**

                  das Prinzipschaltbild eines Tiefpassfilters mit Entladefunkti-  
                  on; und

**Fig. 17**

                  ein komplettes zeitdiskretes systemtheoretisches Modell mit  
                  Austaster-Filter erster Ordnung.

35

Nachfolgend wird zunächst eine Systemanalyse der Phasenmodulation eines  
Sagnac-Interferometers unter Berücksichtigung synchroner Störsignalein-

- 5 -

1 streuungen gegeben. Anschließend wird die Demodulierung eines Austaster-  
Filters erläutert in Verbindung mit der Grundidee der Erfindung, ein im Ab-  
tasttakt periodisches Signal  $\phi_E$  in Form einer Zusatzmodulation zum Modu-  
lationssignal am Phasenmodulator, vorzugsweise innerhalb eines multifunk-  
5 tionellen integrierten optischen Chips (MIOC), zu addieren.

### 1. Die Analyse der Phasenmodulation bei einem faseroptischen Gyro- skop

10 Zunächst wird eine Analyse des "physikalischen Kreiselpfads" im nicht abge-  
stimmten Betrieb bei synchroner Einstreuung vorgenommen. Es bedeuten:

	$\phi_m$	Ungestörtes MIOC-Ansteuersignal
	$\phi_E$ :	Einstreuung in MIOC
15	$\phi_S$ :	Sagnac-Phase
	$T_0$ :	Laufzeit des Lichts
	$T$ :	Taktzeit der MIOC-Modulation, Periode der Einstreuung
	$\Delta T = T_0 - T$ :	Taktzeitabweichung
	$\phi$ :	Interferometrische Gesamtphase
20	$\alpha$ :	Ungestörte interferometrische Phase
	$\beta$ :	Störung, interferometrisch.

Die Funktion des Kreisels im nicht abgestimmten Betrieb bei Vorhandensein  
einer synchronen Einstreuung ergibt sich aus Fig. 2, wobei die Messspule  
25 des Interferometers schematisch dargestellt und mit Bezugshinweis 1 ge-  
kennzeichnet ist. Zum ungestörten Ansteuersignal am symbolisch durch ei-  
nen Kreis 2 angedeuteten Phasenmodulator, dem MIOC-Ansteuersignal  $\phi_m$   
wird eine Störung  $\phi_E$  addiert; die Summe beider Signale ist das effektive Mo-  
dulationssignal am MIOC. Interferometrisch wirksam wird dieses Signal, in-  
dem die Differenz aus unverzögertem und um die Zeit  $T_0$ , d. h. der Laufzeit  
30 des Lichts durch die Messspule des Interferometers, verzögertem Signal ge-  
bildet wird. Wird hierzu noch die Sagnac-Phase  $\phi_S$  addiert, so entsteht die  
interferometrische Gesamtphase  $\phi$ . Der nachgeschaltete Block 3 mit der  
Transferfunktion  $\cos\phi$  repräsentiert die Funktion des Interferometers, wobei  
35 das Ausgangssignal die normierte, von Gleichspannungskomponenten be-  
freite Lichtleistung am (in Fig. 2 nicht dargestellten) Fotodetektor 10 (Fig. 1)  
(bzw. dessen Ausgangssignal) ist. Anschließend folgt ein Block 4, der die

1 Funktion eines Filters und Austasters erfüllt - ein kontinuierliches lineares  
 System mit zeitabhängigen Parametern - was weiter unten näher erläutert  
 wird. Das ungestörte MIOC-Signal  $\varphi_m(t)$  ist (näherungsweise) eine Treppen-  
 funktion mit einer Stufenbreite von  $T$ , der Taktzeit der Modulation am MIOC.  
 5 Für die Zeitdauer einer Stufe ist das MIOC-Signal konstant und kann daher  
 für jede Stufe durch einen diskreten Wert beschrieben werden. Die Abfolge  
 dieser diskreten Werte entspricht einem diskreten Signal mit der Abtastfre-  
 quenz  $f_A = 1/T$ . Das Störsignal oder die Einstreuung  $\varphi_E$  ist, wie erwähnt,  
 eine in  $T$  periodische Funktion; dasselbe gilt für die Parameter des Austa-  
 10 ster-Filters. Wegen der Periodizität von  $\varphi_E$ :

$$\varphi_E(t + T) = \varphi_E(t) \quad (1)$$

gilt

15

$$\varphi_E(t + T_0) = \varphi_E(t - \Delta T) \quad (2)$$

Fächert man nun die Einkoppelpfade in den Summationsknoten des Inter-  
 ferometers in Fig. 2 in einen ungestörten Teil einschließlich Sagnac-Phase  
 20 und einen Teil für die Störung  $\varphi_E(t)$  unter Ausnutzung der Linearität auf  
 und berücksichtigt für jenen zweiten Teil die Beziehung der Gleichung (2),  
 so lässt sich das prinzipielle Modell nach Fig. 2 durch das modifizierte  
 Blockdiagramm gemäß Fig. 3 wiedergegeben. Hieraus wird insbesondere  
 ersichtlich, dass für  $\Delta T = 0$ , also im abgestimmten Fall, die Störung  $\varphi_E(t)$   
 25 völlig ohne Wirkung bleibt.

Als nächstes wird nun angenommen, dass die Störung klein sei:

$$\varphi_E(t) \ll 1 \quad (3)$$

30

Damit ist auch

$$\beta(t) = \varphi_E(t) - \varphi_E(t - \Delta T) \ll 1 \quad (4)$$

35 Am Eingang des Blocks 3 mit der Interferometertransferfunktion  $\cos\varphi$  liegt  
 die Summe von zwei Winkeln, nämlich  $\varphi = \alpha + \beta$ , an. Wegen

$$\cos(\alpha+\beta)=\cos\alpha\cos\beta-\sin\alpha\sin\beta \quad (5)$$

ist mit  $\beta \ll 1$ :

$$\cos\varphi(t) \approx \cos\alpha(t) + \beta(t) \cdot \sin\alpha(t) \quad (6)$$

Hieraus folgt eine zweite Modifikation des prinzipiellen Modells aus Fig. 2 gemäß dem Blockdiagramm nach Fig. 4, wobei die Transferfunktion  $(-\sin\alpha)$  durch den Block 5 veranschaulicht ist.

10

Eine weitere zulässige Vereinfachung entsteht dadurch, dass wegen

$$\frac{d}{dt} \varphi_E(t) = \lim_{\Delta T \rightarrow 0} \frac{\varphi_E(t) - \varphi_E(t - \Delta T)}{\Delta T} \quad (7)$$

15

für sehr kleine Taktabweichung ( $\Delta T \rightarrow 0$ ) gilt:

$$\varphi_E(t) - \varphi_E(t - \Delta T) = \Delta T \frac{d}{dt} \varphi_E(t) \quad (8)$$

20

Damit ergibt sich gemäß Fig. 5 die Möglichkeit die Differenzbildung bezogen auf die Störung  $\varphi_E$  in der durch Bezugshinweis 1' gekennzeichneten Messspule durch ein Differenzierglied zu ersetzen, wie es sich aus Fig. 5 ersehen läßt.  $T_N$  ist hierbei eine frei wählbare Normierungskonstante. Wie aus dem Bild der Fig. 5 hervorgeht, wird von der Störung  $\varphi_E$  noch eine vorgebbare Konstante  $\varphi_0$  subtrahiert, die jedoch ohne Bedeutung bleibt, da  $\Delta T/T_N$  ebenfalls konstant ist. Somit ergibt sich

25

$$\frac{d}{dt} \Delta T \varphi_0 = 0 \quad (9)$$

30

Als Vorbereitung zu einer weiteren Umformung des Blockdiagramms nach Fig. 5 dient die folgende Überlegung:

Im normalen Betrieb des FOGs ist die Sagnac-Phase  $\varphi_S$  näherungsweise konstant. Das Rückstellsignal  $\varphi_m(t)$  am Phasenmodulator innerhalb des MIOCs ist (näherungsweise) eine Treppenfunktion, die bis auf schmale, periodisch wiederkehrende Zeitbereiche, in denen der Übergang zur nächsten

35

1    Treppenfunktion stattfindet, konstant ist. Die schmalen Bereiche, in denen  
das Signal nicht konstant ist (Schaltzeitpunkte) bilden eine Menge  $\mathcal{Q}$  von  
Zeitpunkten. Damit ist neben  $\varphi_m(t)$  auch  $\alpha(t)$  und  $-\sin\alpha(t)$  außerhalb der  
durch  $\mathcal{Q}$  definierten Zeitpunkte konstant:

5

$$\frac{d}{dt} (-\sin\alpha(t)) = 0 \text{ für } t \notin \mathcal{Q} \quad (10)$$

10    Andererseits kann man die Störung  $\varphi_E$  während der Schaltintervalle  $t \in \mathcal{Q}$   
als praktisch konstant ansehen. Da die Störung periodisch in  $T$  ist, nimmt  
sie diesen konstanten Wert bei jedem Schaltvorgang an. Setzt man nun die  
bisher willkürlich zu wählende Größe 0 auf eben diesen Wert, so ergibt sich

15

$$\varphi_E(t) - \varphi_0 = 0 \text{ für } t \in \mathcal{Q} \quad (11)$$

Mit den Gleichungen 10 und 11 ist dann

$$(\varphi_E(t) - \varphi_0) \cdot \frac{d}{dt} (-\sin\alpha(t)) = 0 \text{ für alle } t \quad (12)$$

20

Aus der Gültigkeit von Gleichung 12 folgt nun

$$-\sin\alpha(t) \cdot \frac{d}{dt} (\varphi_E(t) - \varphi_0)\Delta T = \frac{d}{dt} (-\sin\alpha(t) \cdot (\varphi_E(t) - \varphi_0)\Delta T) \quad (13)$$

25

Diese Gleichung sagt aus, dass es bei der vorgeschlagenen Wahl von  $\varphi_0$  er-  
laubt ist, die Differentiation des Störsignals  $\varphi_E(t)$  zu verlegen auf eine Stelle  
nach der Multiplikation mit  $-\sin\alpha$ . Das Resultat dieser erneuten Modifikation  
ist in Fig. 6 gezeigt. Hierbei ist das in Fig. 5 mit Bezugshinweis 6 angegebene  
Differenzierglied dem ausgangsseitigen Austaster-Filter 4 zugeschlagen,  
30    der dadurch einen weiteren Eingang erhält.

35

Wie im Folgenden gezeigt werden wird, ist es möglich, bei der Synthese eines  
zeitvariablen, zeitdiskreten Tiefpasses, der das angegebene System eines  
kontinuierlichen Austaster-Filters simuliert, diesen differenzierenden Ein-  
gang automatisch zu erhalten.

## 2. Die Modellierung des Austaster-Filters

Um zu einem brauchbaren Modell für das Austaster-Filter zu gelangen, wird zunächst mit dem Modell eines allgemeinen, linearen, zeitkontinuierlichen und zeitvariablen Systems begonnen. Die Zustandsvariablendarstellung eines derartigen Systems ist in Fig. 7 gezeigt.

Zum besseren Verständnis müssen zunächst einige Konventionen zur Bezeichnungsweise erläutert werden:

In Fig. 7 sind kontinuierliche skalare Signale mit Wittenberger Fraktur MT-Kleinbuchstaben bezeichnet, die mit einer Tilde versehen sind; sie sind Funktionen der Zeit, z. B.  $\tilde{x}(t)$ . Analog hierzu sind zeitabhängige skalare Verstärkungsfaktoren mit Wittenberger Fraktur MT-Großbuchstaben bezeichnet, wie z. B.  $\tilde{U}(t)$ . Diese Funktionen dürfen nicht mit Übertragungsfunktionen verwechselt werden. Im diskreten Fall werden Signale durch Folgen bezeichnet. Das sind Funktionen mit einem ganzzahligen Argument, ausgedrückt durch Wittenberger Fraktur MT-Kleinbuchstaben ohne Tilde, z. B.:  $x(n)$ . Entsprechend werden Verstärkungsfaktoren in diskreten Systemen durch Wittenberger Fraktur MT-Großbuchstaben ohne Tilde bezeichnet, wie z. B.:  $A(n)$ . In der im Folgenden eingeführten Zustandsvariablendarstellung treten Signalvektoren auf; diese werden durch Fraktur-Kleinbuchstaben bezeichnet, und zwar im kontinuierlichen Fall mit Tilde, z. B.:  $\tilde{x}(t)$  und in dem diskreten Fall ohne Tilde, z. B.:  $x(n)$ . An die Stelle der Skalarenverstärkungsfaktoren treten in diesem Fall im Allgemeinen zeitabhängige Matrizen, welche durch Fraktur-Großbuchstaben bezeichnet sind. Eine kontinuierliche Koeffizientenmatrix besitzt eine Tilde, z. B.:  $\tilde{U}(t)$ , im diskreten Fall fehlt die Tilde, z. B.  $U(n)$ . Die Zustandsvariablen des allgemeinen, linearen, kontinuierlichen und zeitvariablen Systems sind in Fig. 7 gezeigt. Das (vektorielle) Eingangssignal  $\tilde{x}(t)$  gelangt nach Multiplikationen mit der Matrix  $\tilde{C}$  und eines Addierers 7 auf einen Integrator 8, dessen Ausgangssignal  $\tilde{z}(t)$  der sogenannte Zustandsvektor ist. Dieses Signal wird nach Multiplikation mit  $\tilde{U}$  über den genannten Addierer 7 auf den Integratoreingang zurückgekoppelt. Das Ausgangssignal  $\tilde{y}(t)$  entsteht aus der Superposition des mit  $\tilde{D}(t)$  gewichteten Eingangssignals und des mit  $\tilde{B}(t)$  gewichteten Zustandsvektors in einem Addierer 9:



$$\tilde{s}(t) = \tilde{C}(t)\tilde{r}(t) + \frac{1}{T_N} \int_{-\infty}^1 \tilde{U}(\tau)s(\tau)d\tau \quad (14)$$

$$\tilde{y}(t) = \tilde{D}(t)\tilde{r}(t) + \tilde{B}(t)\tilde{s}(t) \quad (15)$$

Es sei nun angenommen, dass die Zeitfunktion aller Komponenten des Eingangssignals  $\tilde{r}(t)$  sowie der Matrizen  $\tilde{U}$ ,  $\tilde{B}$ ,  $\tilde{C}$  und  $\tilde{D}$  einen treppenförmigen Verlauf gemäß der Funktion  $\tilde{u}(t)$  in Fig. 8 habe. Diese Funktion springt an den Stellen  $t = nT_N$ ; sie ist zwischen den Sprungstellen konstant.

Als Abtastwerte  $u(n) = \tilde{u}(nT_N)$  gelten die rechtsseitigen Grenzwerte der jeweiligen Sprungstellen, wie in Fig. 8 durch kleine Kreise angedeutet.

In dieser Betriebsart lässt sich das kontinuierliche System durch ein diskretes Ersatzmodell nach Fig. 9 beschreiben, wobei sich die Koeffizientenmatrizen dieses Systems folgendermaßen berechnen (wenn "1" die Einheitsmatrix ist):

$$\mathcal{A}(n) = e^{\tilde{U}(nT_N)} \quad (16)$$

$$\mathcal{B}(n) = \tilde{B}(nT_N) \quad (17)$$

$$\mathcal{C}(n) = \tilde{U}^{-1}(nT_N)e^{\tilde{U}(nT_N)-1}\tilde{C}(nT_N) \quad (18)$$

$$\mathcal{D}(n) = \tilde{D}(nT_N) \quad (19).$$

wobei die Exponentialfunktion einer quadratischen Matrix  $\tilde{x}$  folgendermaßen definiert ist:

$$e^{\tilde{x}} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\tilde{x}^i}{i!} \quad (20)$$

Bezüglich der Bildung der Abtastwerte an den Sprungstellen gilt das oben Gesagte. Für die diskreten Signale im Ersatzmodell gilt:

$$r(n) = \tilde{r}(nT_N) \quad (21)$$

$$s(n) = \tilde{s}(nT_N) \quad (22)$$

$$y(n) = \tilde{y}(nT_N) \quad (23)$$

1 Die Differentialgleichungen, durch die das Ersatzsystem charakterisiert wird  
lauten:

$$s(n+1) = \mathcal{C}(n)r(n) + \mathcal{U}(n)s(n) \quad (24)$$

$$5 \quad \eta(n) = \mathcal{D}(n)r(n) + \mathcal{B}(n)s(n) \quad (25)$$

Um den eingangs genannten Voraussetzungen zu genügen, ist das Austaster-Filter - wie in Fig. 6 gezeigt - um einen differenzierenden Eingang mit der Funktion

$$10 \quad T_N \cdot \frac{d}{dt}$$

zu ergänzen.  $T_N$  war im Zusammenhang mit der Modellierung des Gyroskoppfads eine beliebige Normierungskonstante. Diese Konstante wird  
15 nun auf den Wert der Stufenbreite des Eingangssignals und der zeitvariablen Konstante des kontinuierlichen Modells und damit der Taktzeit des diskreten Modells festgelegt. Physikalisch gesehen ist  $T_N$  die Taktzeit mit der das Austaster-Filter 4 betrieben wird; sie ist ein ganzzahliger Bruchteil der Taktzeit  $T$  der Modulation am Phasenmodulator des MIOCs:

$$20 \quad T_N = \frac{T}{k} \quad (26)$$

Physikalisch sinnvolle Austaster-Filter haben Tiefpass-Charakter; hierfür  
gilt

$$25 \quad \mathcal{C} = 0 \quad (27)$$

Ergänzt man Fig. 7 unter dieser Voraussetzung noch mit einem differenzierenden Eingang, so erhält man das Diagramm nach Fig. 10. Wie leicht zu erkennen ist, kompensieren sich die Funktionen des Differenzierglieds und  
30 des Integrators für die Zustandsvariablen, so dass die Einspeisung des zu differenzierenden Signals auf den Ausgang des Integrators verlegt werden kann, womit das Differenzierglied überflüssig wird; vergleiche Fig. 11.

35 Eine weitere Modifikation ergibt sich durch Verschieben des Einspeisepunkts über die Matrizen  $\tilde{\mathcal{U}}$  und  $\tilde{\mathcal{B}}$  mit

$$\tilde{\mathcal{C}}_E(t) = \tilde{\mathcal{A}}(t)\tilde{\mathcal{C}}(t) \quad (28)$$

$$\tilde{\mathcal{D}}_E(t) = \tilde{\mathcal{B}}(t)\tilde{\mathcal{C}}(t) \quad (29)$$

Diese zweite Modifikation ist im kontinuierlichen Modell mit differenzierendem Eingang gemäß Fig. 12 veranschaulicht.

Das Signalflussdiagramm hat nun eine Form, auf welche sich die oben angegebenen Regeln zur Umwandlung in eine diskrete Ersatzform anwenden lassen. Mit

$$\mathcal{A}(n) = e^{\tilde{\mathcal{A}}(nT_N)} \quad (30)$$

$$\mathcal{B}(n) = \tilde{\mathcal{B}}(nT_N) \quad (31)$$

$$\mathcal{C}(n) = \tilde{\mathcal{C}}^{-1}(nT_N)(e^{\tilde{\mathcal{A}}(nT_N)} - 1)\tilde{\mathcal{C}}(nT_N) \quad (32)$$

$$\mathcal{C}_E(n) = (e^{\tilde{\mathcal{A}}(nT_N)} - 1)\tilde{\mathcal{C}}(nT_N) \quad (33)$$

$$\mathcal{D}_E(n) = \tilde{\mathcal{B}}(nT_N)\tilde{\mathcal{C}}(nT_N) \quad (34)$$

ergibt sich das in Fig. 13 gezeigte Blockdiagramm einer diskreten Modellnachbildung mit differenzierendem Eingang.

Fügt man die Modelle der Fig. 6 und 13 zusammen, so erhält man das komplette diskrete Modell des Kreiselpfades einschließlich Austaster-Filter gemäß Fig. 14. Hierbei ist zu beachten, dass Eingangs- und Ausgangssignale des Austaster-Filters skalar sind und daher mit  $x$ ,  $x_F$  und  $y$  bezeichnet sind. Die Koeffizientenmatrix  $\tilde{\mathcal{D}}_E$  geht daher in den skalaren Koeffizienten  $\mathcal{D}_E$  über. Es sei daher noch erwähnt, dass alle Koeffizientenmatrizen periodische Funktionen sind. Das Austaster-Filter wiederholt seine zeitabhängigen Parameter mit der Periode  $T = kT_N$ ; die Periode der zeitabhängigen Matrizen ist daher  $k$ .

### 3. Beispiele

Zunächst werde als Austaster-Filter die Struktur nach Fig. 15 verwendet, die aufgrund ihrer Zeitunabhängigkeit eine reine Filterfunktion repräsentiert. Sie wird beschrieben durch folgende Differentialgleichung:

$$C_T \frac{ds(t)}{dt} = \frac{x(t) - s(t)}{R_1} \quad (35)$$

1

aus deren Integration sich ergibt:

5

$$s(t) = \frac{1}{T_N} \int_{-\infty}^1 \frac{T_N}{R_1 C_T} (x(\tau) - s(\tau)) d\tau \quad (36)$$

10

Hieraus wiederum lassen sich sofort die konstanten und wegen der Ordnung "1" des dargestellten Tiefpasses skalaren Koeffizienten des kontinuierlichen Zustandsvariablenmodells ablesen, wobei  $T_1 = R_1 C_T$  ist:

$$\tilde{A} = -\frac{T_N}{T_1} \quad (37)$$

$$\tilde{B} = 1 \quad (38)$$

15

$$\tilde{C} = \frac{T_N}{T_1} \quad (39)$$

Mit den Gleichungen (30) bis (34) ergeben sich die diskreten Koeffizienten

20

$$A = e^{-\frac{T_N}{T_1}} \quad (40)$$

$$B = 1 \quad (41)$$

25

$$C = 1 - e^{-\frac{T_N}{T_1}} \quad (42)$$

$$CE = \frac{T_N}{T_1} (e^{-\frac{T_N}{T_1}} - 1) \quad (43)$$

30

$$DE = \frac{T_N}{T_1} \quad (44)$$

35

Fig. 16 zeigt einen Tiefpass mit Entladefunktion. Dieser hat Dank eines eingebauten Schalters 20 zwei Zustände. Im Zustand 1 ist die Funktion identisch zum vorherigen Beispiel der Fig. 15. Im Zustand 2 wird der Kondensator  $C_T$  vom Eingang getrennt und über  $R_2$  entladen. Hieraus bestimmt man

1 die folgende Differentialgleichung

$$C_T \frac{ds(t)}{dt} = \frac{-s(t)}{R_2} \quad (45)$$

5 oder integriert:

$$s(t) = \frac{1}{T_N} \int_{-\infty}^t \frac{T_N}{R_2 C_T} (-s(\tau)) d\tau \quad (46)$$

10 Es ergeben sich damit für beide Zustände getrennte Koeffizientensätze, wobei der erste mit demjenigen des vorigen Beispiels (Fig. 15) identisch ist. Der zweite Satz folgt aus Gleichung (46), so dass man schließlich mit  $T_2 = R_2 C_T$  erhält:

$$15 \quad A_1 = e^{-\frac{T_N}{T_1}} \quad (47)$$

$$A_2 = e^{-\frac{T_N}{T_2}} \quad (48)$$

$$20 \quad B_1 = 1 \quad (49)$$

$$B_2 = 1 \quad (50)$$

$$C_1 = 1 - e^{-\frac{T_N}{T_1}} \quad (51)$$

$$25 \quad C_2 = 0 \quad (52)$$

$$C_{E1} = \frac{T_N}{T_1} (e^{-\frac{T_N}{T_1}} - 1) \quad (53)$$

$$30 \quad C_{E2} = 0 \quad (54)$$

$$D_{E1} = \frac{T_N}{T_1} \quad (55)$$

$$D_{E2} = 0 \quad (56)$$

Aus den gefundenen Koeffizientensätzen ist nun noch eine zeitdiskrete periodische Folge zu konstruieren. Dies wird anhand des Koeffizienten  $A(n)$  hier beispielhaft gezeigt:

35

- 15 -

- 1 Eine Periode  $T$  umfasst  $k$  Takte  $T_N$  des Filters; im Beispiel sei  $k = 8$ . Am Anfang einer Periode sei der Tiefpass in Entladestellung:

$$A(1) = A_2 \quad (57)$$

5

Die restlichen 7 Takte sei der Tiefpass in Arbeitsstellung:

$$A(2...8) = A_1 \quad (58)$$

- 10 Ansonsten wird die Folge periodisch fortgesetzt:

$$A(i) = A(i+8) \quad (59)$$

15 Entsprechendes gilt analog für die restlichen Koeffizienten. Die Koeffizientensätze werden vor Beginn der Simulation berechnet und entsprechend dem periodischen Ablaufmuster vom diskreten Zustandsmodell verwendet. Das hierdurch bewirkte periodische Umschalten der Koeffizienten lässt sich im konkreten Fall gemäß Fig. 17 durch Schalter 21, 22 darstellen, die periodisch zwischen den Zuständen "1" und "2" wechseln.

20

Gemäß der Erfindung (vgl. Fig. 1) lässt sich damit der aus dem Phasenmodulator innerhalb des MIOC 11, der Faseroptik, dem Detektor 10 und dem Austaster-Filter 4 bestehende Teil eines FOGs für den Fall einer FehlAbstimmung bei synchroner Störsignaleinstreuung durch ein zeitdiskretes systemtheoretisches Modell nachbilden. Die dem Detektor nachgeschaltete Filterfunktion kann beliebiger Ordnung sein und eine beliebige, im Raster des Simulationstaktes stückweise konstante Zeitabhängigkeit haben. Für die synchrone Einstreuung wird dabei ebenfalls und zulässig eine im selben Raster stückweise konstante Funktion vorausgesetzt, die in der Taktzeit der MIOC-Modulation periodisch ist. Für den Fall eines Tiefpasses mit Entladefunktion als Austaster-Filter wurden oben das Signalflussdiagramm und die Koeffizienten explizit dargestellt. Wie sich aus Fig. 17 ersehen lässt, nimmt in diesem Beispiel die Einstreuung folgenden Weg: Sie wird mit der FehlAbstimmung  $\Delta T$  gewichtet, sodann mit  $-\sin\alpha(t)$  moduliert und erzeugt dann neben  
30 einem normal gefilterten Anteil zusätzlich einen über den Koeffizienten  $DE_1$  zugeführten Direktanteil am Ausgang des Austaster-Filters 4.

- 16 -

1 Aus der oben dargestellten Systemanalyse und Modelldarstellung lässt sich  
die Information über die Fehlabtimmung dazu nutzen, einen Regelkreis mit  
einem spannungssteuerbaren Oszillator VCO 12 (Fig. 1) aufzubauen. Dabei  
wird, wie oben dargestellt, ein im Abtasttakt periodisches der synchronen  
5 Störsignaleinstreuung entsprechendes Signal  $\phi_E$  in Form einer Zusatzmodu-  
lation zum Modulationssignal für den Phasenmodulator im MIOC 11 addiert.  
Gemäß Fig. 14 bzw. 17 erscheint dieses Signal nun gewichtet mit der nor-  
mierten Fehlabtimmung  $\Delta T/T_N$ , gegebenenfalls moduliert mit dem jeweili-  
gen Vorzeichen bei Random-Modulation ( $-\sin\alpha$ ) und multipliziert mit einer  
10 von Filtern am Ausgang des Detektors 10 abhängigen Funktion  $D_E$  am Aus-  
gang  $y(n)$ . Falls  $\phi_E$  eine (ungewollte) synchrone Einstreuung ist, führt die  
dadurch hervorgerufene Störung von  $y(n)$  nach deren Demodulation zu ei-  
nem Nullpunktfehler. Der FOG 100 wird ansonsten normal betrieben. Außer  
dem FOG-Demodulator 13 und dem FOG-Hauptregler 14 ist eine Zusatz-Mo-  
15 dulationseinrichtung 15 vorhanden. Das Rückstellsignal für den Phasenmo-  
dulator im MIOC 11 wird nach Demodulation des Detektorsignals durch den  
FOG-Hauptregler 14 gewonnen, der gegebenenfalls auch die Random-Modu-  
lation (vgl. EP 0 441 998 B1 u. EP 0 551 537 B1) erzeugt. Zusätzlich wird  
das demodulierte Detektorsignal  $\phi_m$  aber erfindungsgemäß auch mit der Zu-  
20 satzmodulation  $\phi_E$  korreliert, d. h. mit dieser multipliziert und aufsummiert.  
Dieses aufsummierte, von der Fehlabtimmung abhängige Signal steuert  
über das Austaster-Filter 4 den VCO 12, der die Arbeitsfrequenz so lange  
nachstimmt, bis die Korrelation zu Null wird, was bei  $\Delta T/T_N = 0$  der Fall ist.  
Über diesen weiteren Hilfsregelkreis wird also die Fehlabtimmung auf Null  
25 geregelt.

30

35

1

**P a t e n t a n s p r ü c h e**

5

1. Verfahren zur Vermeidung von Bias-Fehler aufgrund synchroner  
Einstreuung bei faseroptischen Gyroskopen (FOGs) mit geschlossener Regel-  
schleife **dadurch gekennzeichnet**, dass

10

- dem demodulierten Ausgangssignal des FOG-Detektors eine zum  
Reziprokwert der Arbeitsfrequenz periodische Zusatzmodulation aufgeprägt  
wird,

- im demodulierte Detektorsignal die vorhandenen Reste der Zusatz-  
modulation detektiert und

15

- mit dem detektierten Signal der restlichen Zusatzmodulation ein  
Hilfsregelkreis angesteuert wird, der die Arbeitsfrequenz so nachregelt, dass  
die Zusatzmodulation innerhalb technisch vorgegebener Grenzen zu Null  
wird.

20

2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass das de-  
modulierte Detektorsignal mit dem Signal der Zusatzmodulation korreliert  
und mit dem korrelierten Signal der Hilfsregelkreis angesteuert wird, der die  
Arbeitsfrequenz so nachregelt, dass die Korrelation innerhalb der vorgegeben-  
en Grenzen zu Null wird.

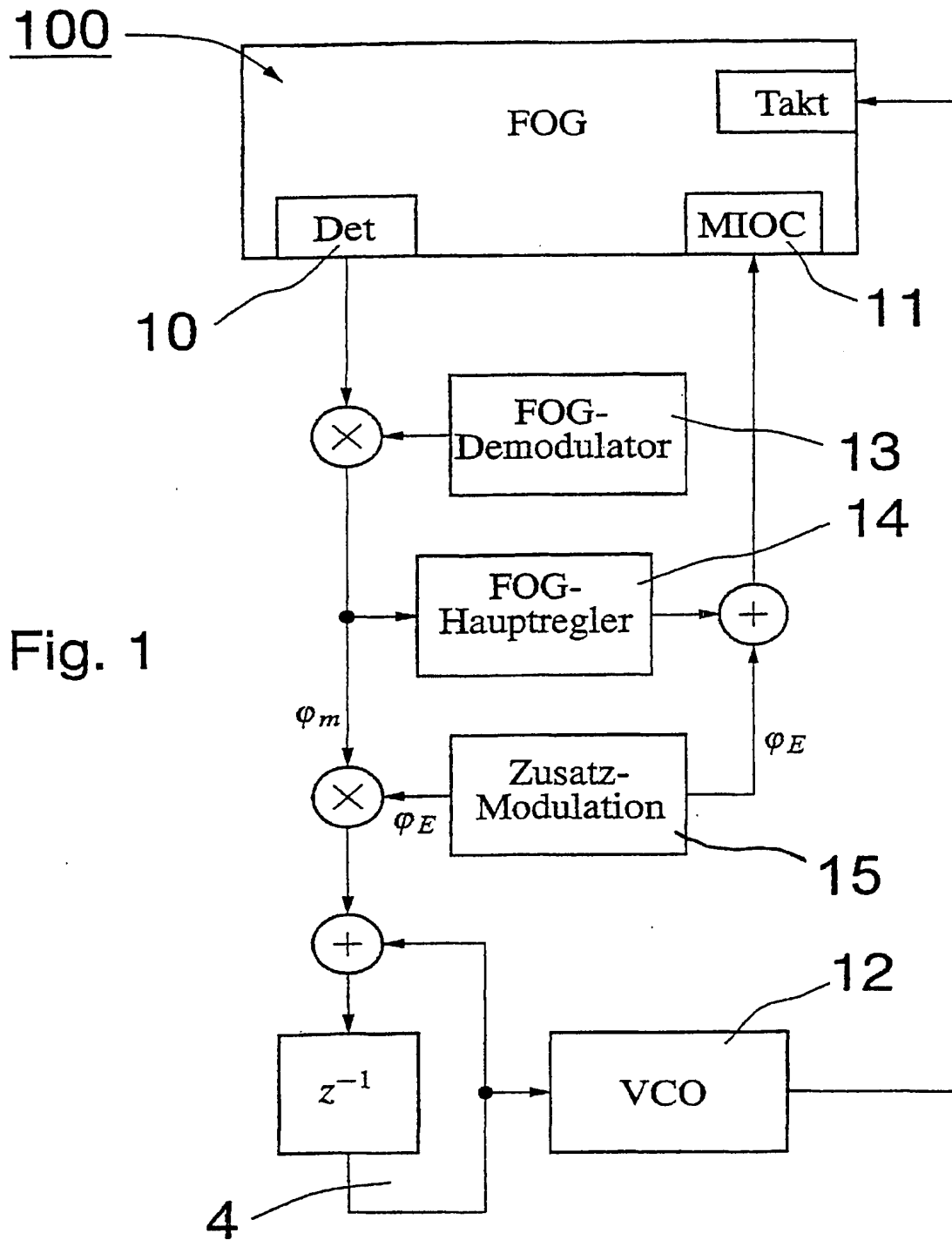
25

30

35



1/10



2/10

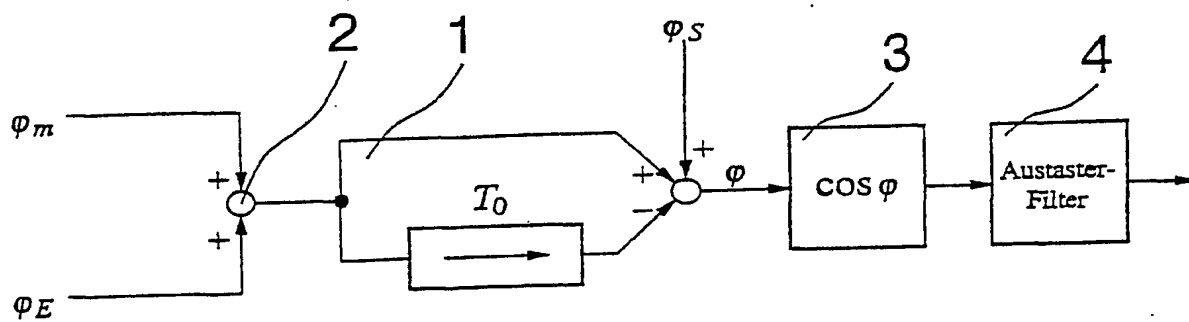


Fig. 2

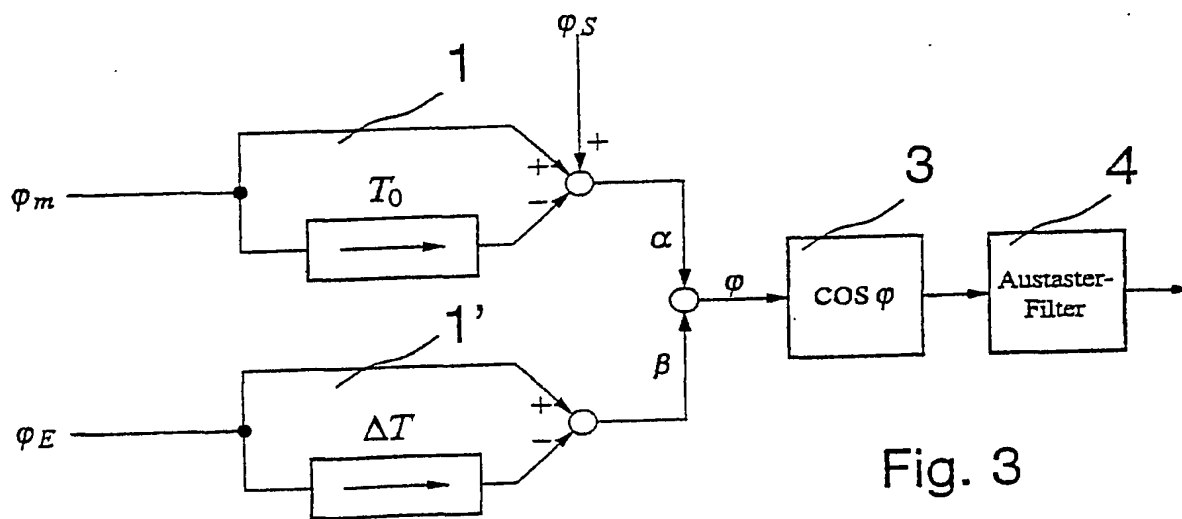


Fig. 3

3/10

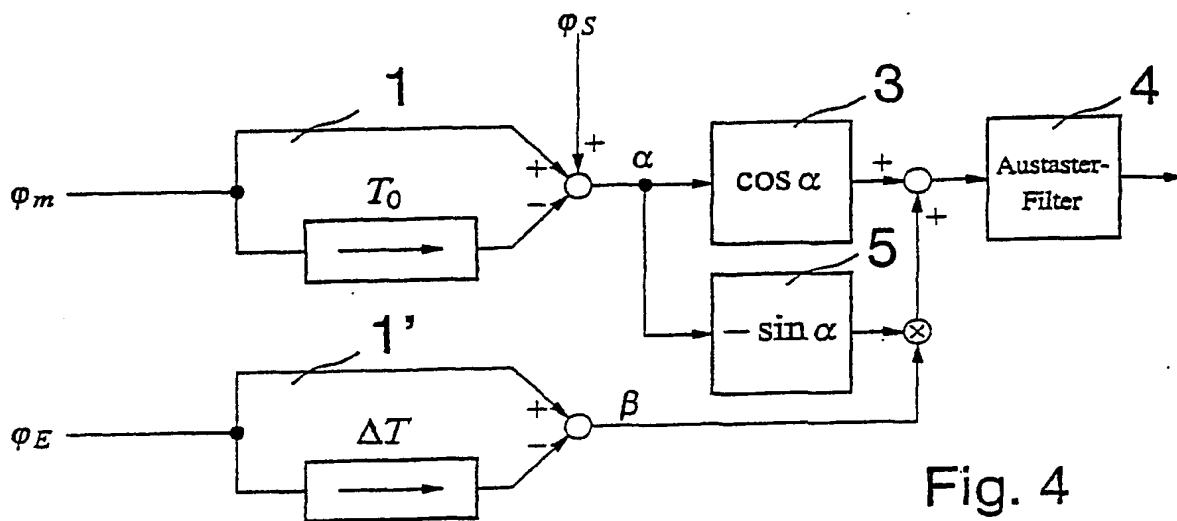


Fig. 4

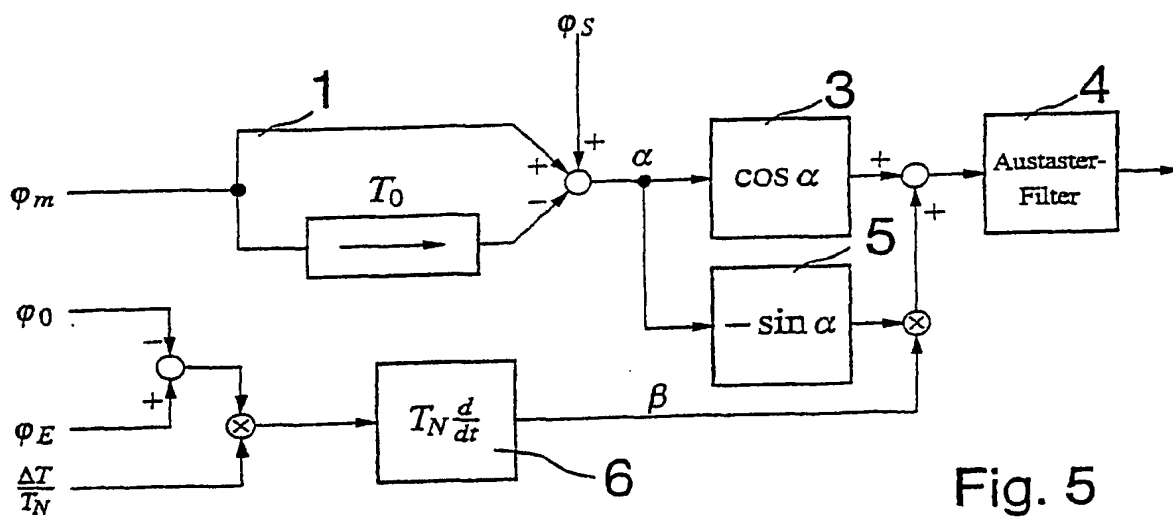


Fig. 5

**4/10**

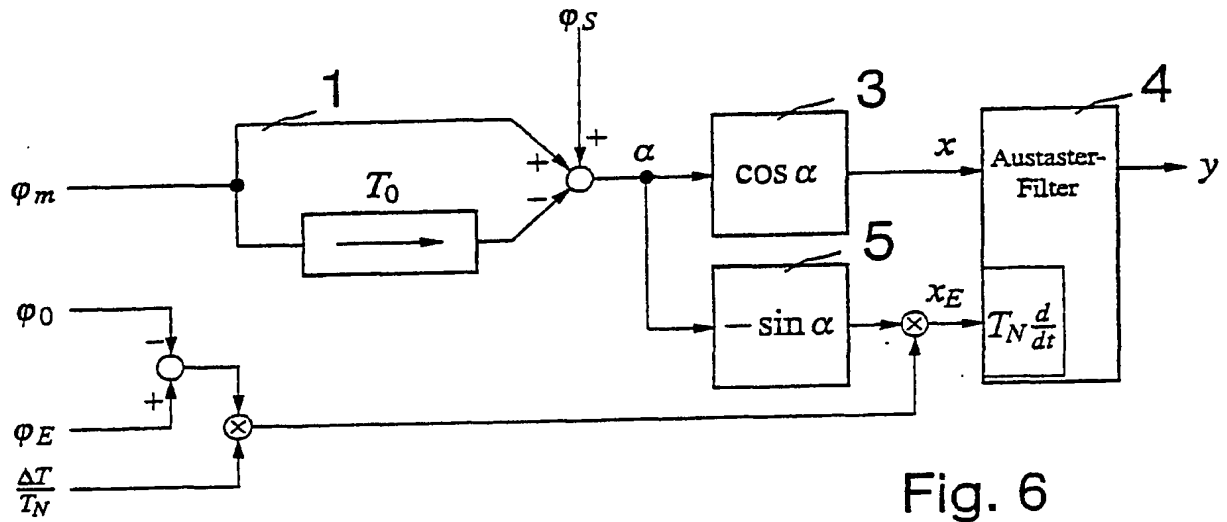


Fig. 6

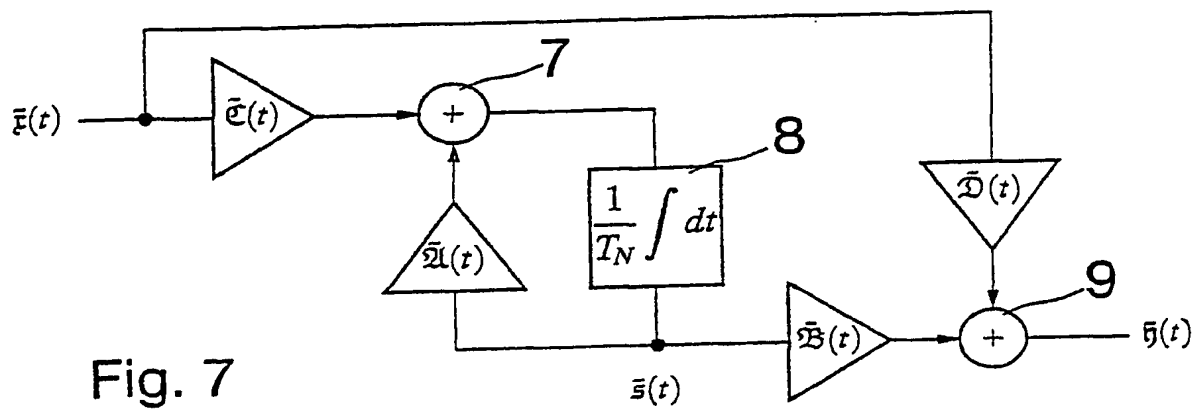


Fig. 7

5/10

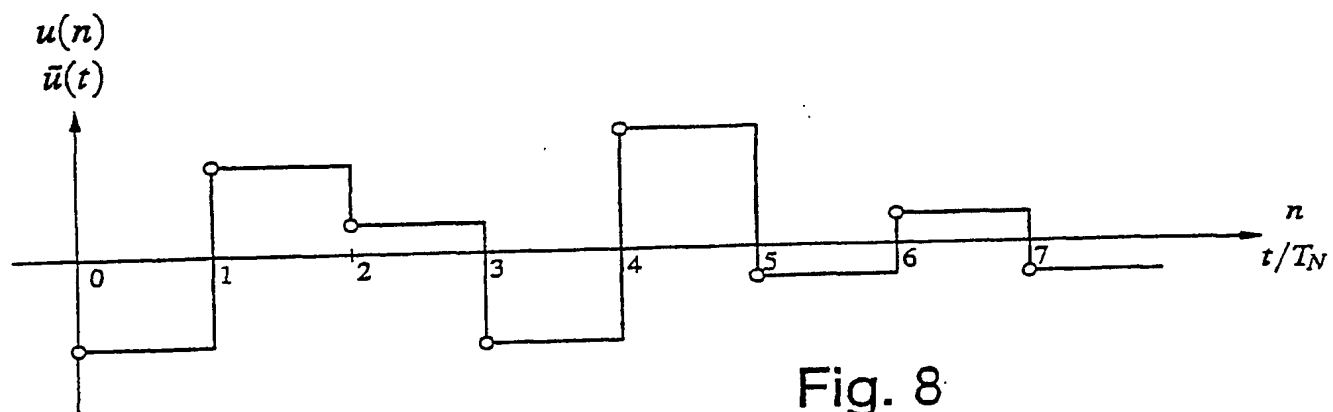


Fig. 8

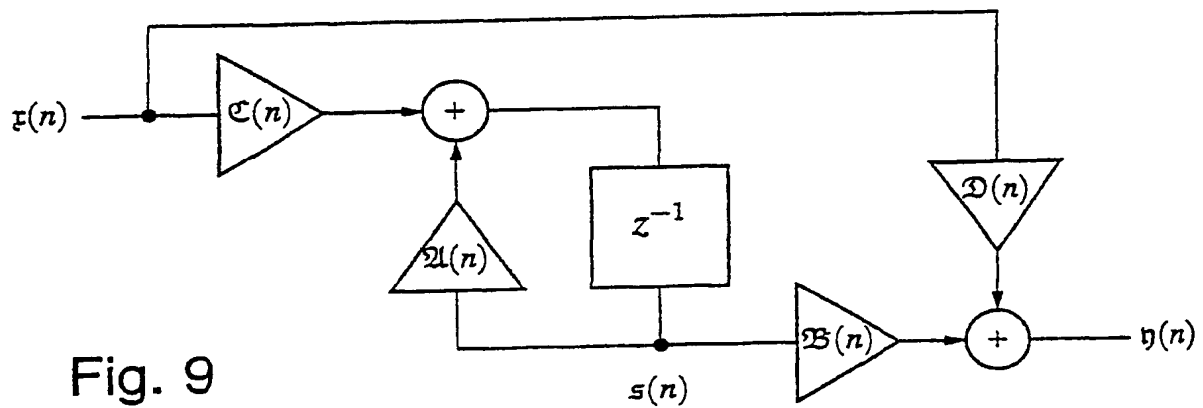


Fig. 9

6/10

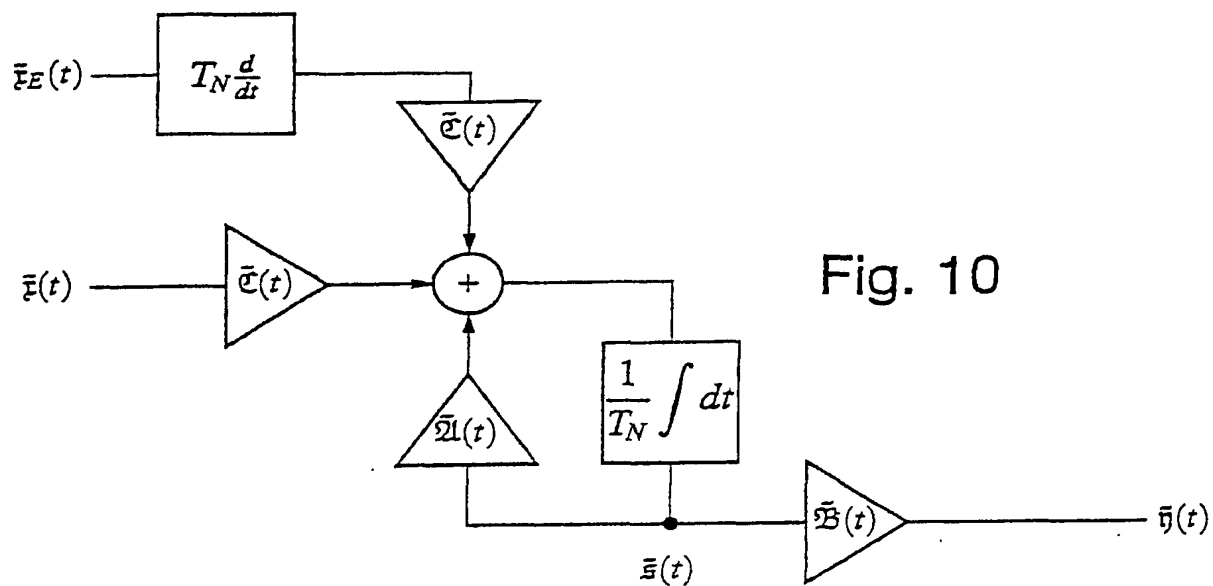


Fig. 10

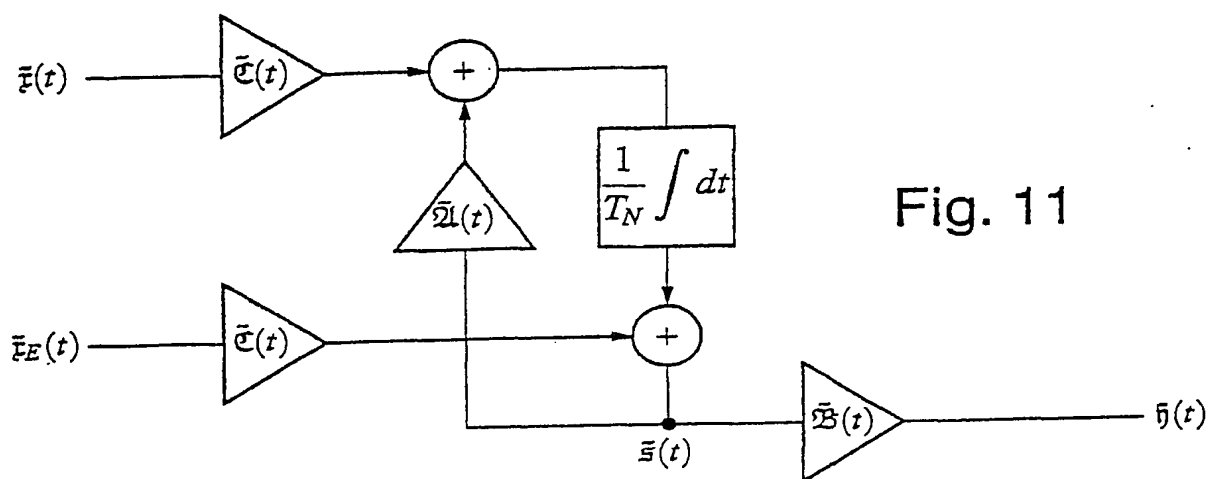


Fig. 11

7/10

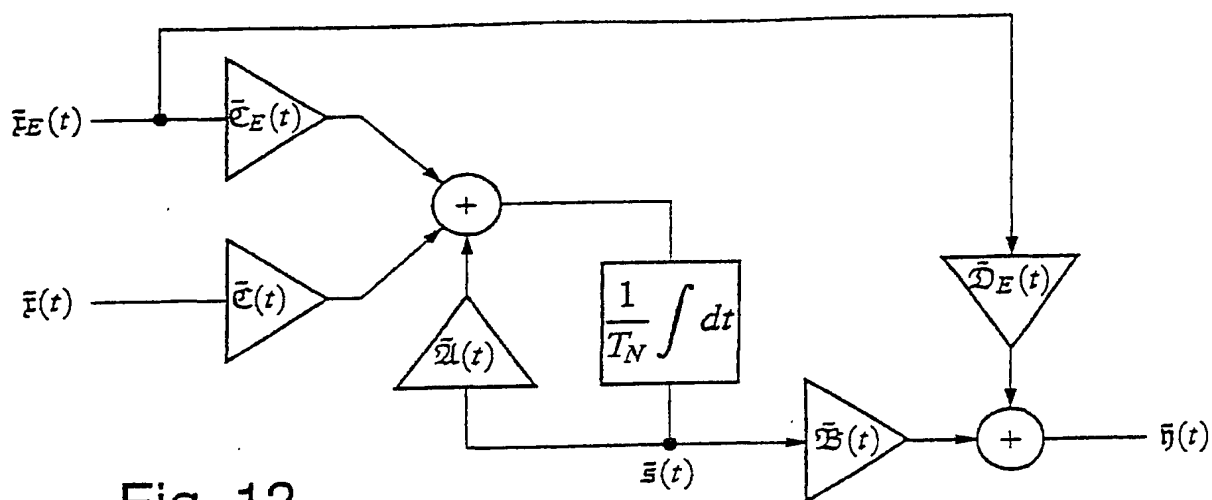


Fig. 12

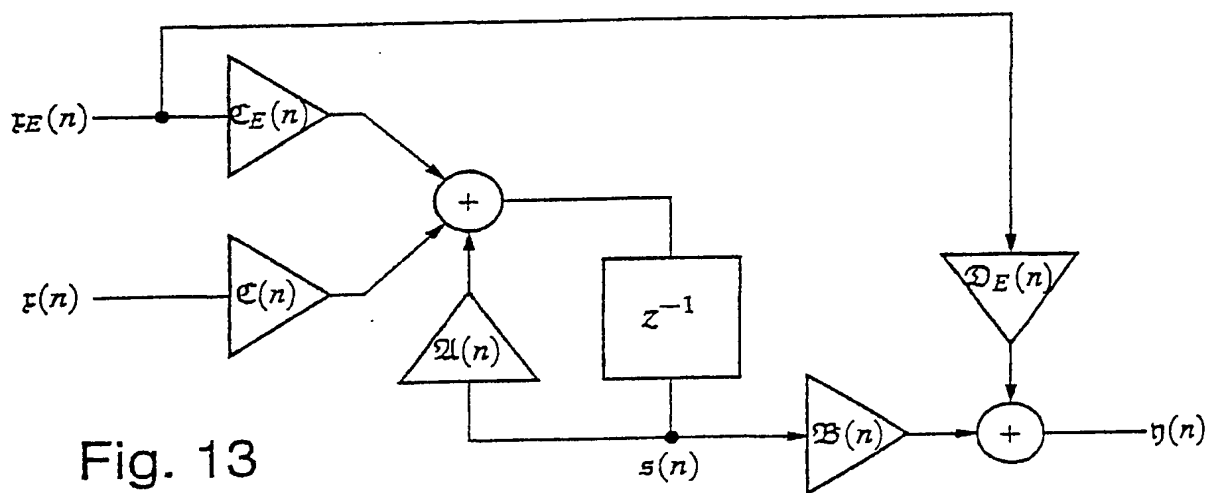


Fig. 13

**8/10**

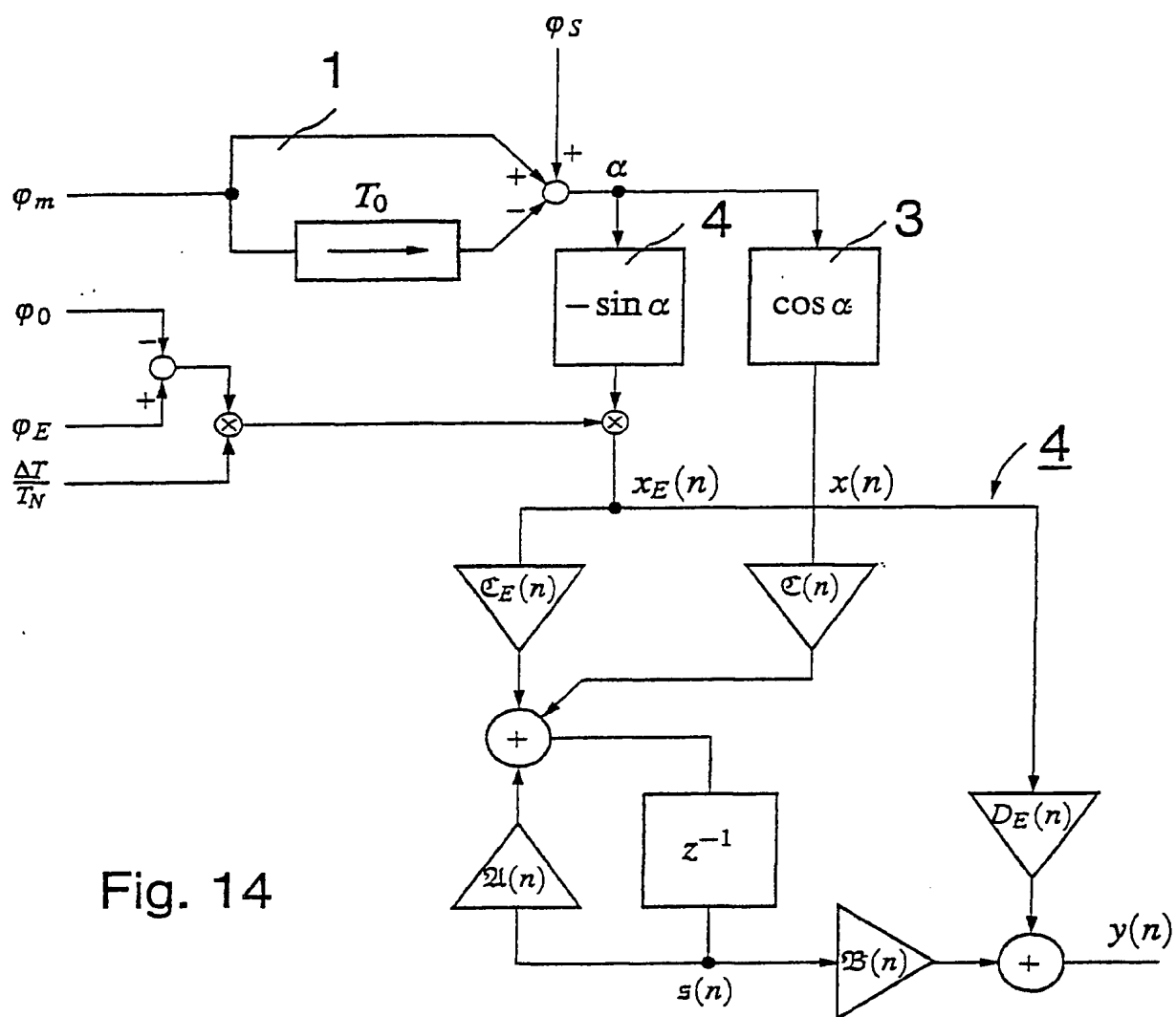


Fig. 14



9/10

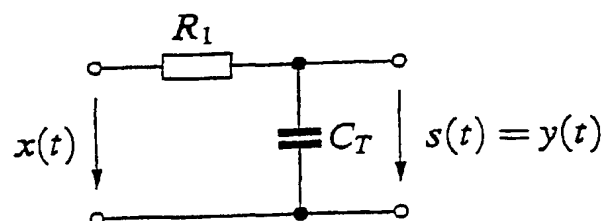


Fig. 15

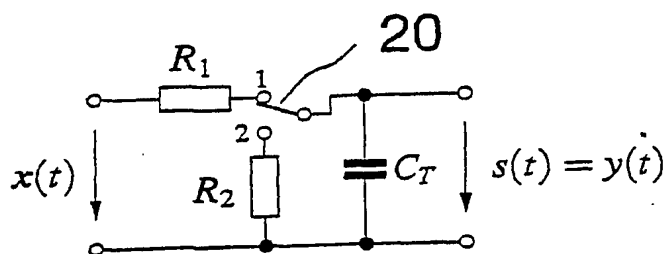


Fig. 16

10/10

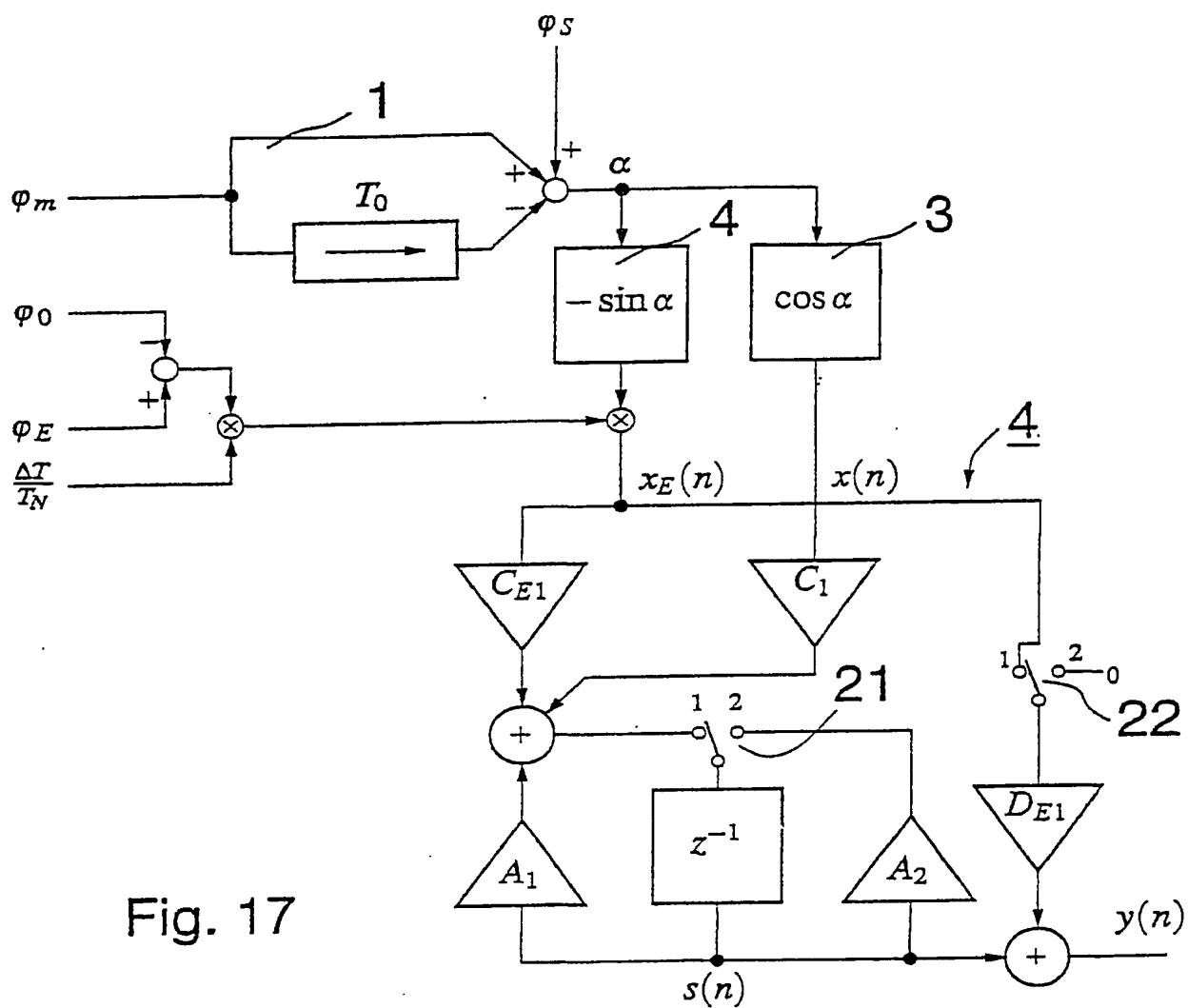


Fig. 17

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/EP 02/06860

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
IPC 7 G01C19/72

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 G01C

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

WPI Data, PAJ, EPO-Internal

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 4 759 629 A (EVEREST FRANK G ET AL) 26 July 1988 (1988-07-26) cited in the application the whole document	1
A	DE 197 48 909 C (LITEF GMBH) 22 April 1999 (1999-04-22) cited in the application the whole document	1

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

\* Special categories of cited documents:

- \*A\* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- \*E\* earlier document but published on or after the international filing date
- \*L\* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- \*O\* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- \*P\* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- \*T\* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- \*X\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- \*Y\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- \* & \* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

16 September 2002

Date of mailing of the international search report

25/09/2002

Name and mailing address of the ISA  
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040. Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Hoekstra, F

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP 02/06860

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)	Publication date
US 4759629	A	26-07-1988	DE	3772092 D1	19-09-1991
			EP	0245118 A2	11-11-1987
DE 19748909	C	22-04-1999	DE	19748909 C1	22-04-1999
			DE	59801197 D1	13-09-2001
			WO	9924788 A1	20-05-1999
			EP	1029221 A1	23-08-2000

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 02/06860

<b>A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES</b> IPK 7 G01C19/72		
Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK		
<b>B. RESEARCHIERTE GEBIETE</b> Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole) IPK 7 G01C		
Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen		
Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe) WPI Data, PAJ, EPO-Internal		
<b>C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN</b>		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	US 4 759 629 A (EVEREST FRANK G ET AL) 26. Juli 1988 (1988-07-26) in der Anmeldung erwähnt das ganze Dokument	1
A	DE 197 48 909 C (LITEF GMBH) 22. April 1999 (1999-04-22) in der Anmeldung erwähnt das ganze Dokument	1
<input type="checkbox"/> Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen <input checked="" type="checkbox"/> Siehe Anhang Patentfamilie		
* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen : *A* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist *E* Älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist *L* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt) *O* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht *P* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist *T* Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist *X* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden *Y* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist *Z* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist		
Datum des Abschlusses der internationalen Recherche 16. September 2002		Absendedatum des internationalen Recherchenberichts 25/09/2002
Name und Postanschrift der internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Bevollmächtigter Bediensteter Hoekstra, F

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 02/06860

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie		Datum der Veröffentlichung
US 4759629	A	26-07-1988	DE	3772092 D1	19-09-1991
			EP	0245118 A2	11-11-1987
DE 19748909	C	22-04-1999	DE	19748909 C1	22-04-1999
			DE	59801197 D1	13-09-2001
			WO	9924788 A1	20-05-1999
			EP	1029221 A1	23-08-2000